

⑪ 特許公報 (B2) 昭62-55629

⑤ Int.CI.
G 01 R 17/12.識別記号
A-8606-2G

②④公告 昭和62年(1987)11月20日

15576 42

発明の数 1 (全 5 頁)

⑥ 発明の名称 ブリッジ型測定器用出力補償回路

⑦ 特願 昭54-62941

⑧ 公開 昭55-155253

⑨ 出願 昭54(1979)5月22日

⑩ 昭55(1980)12月3日

⑪ 発明者 川島 与七 割谷市昭和町1丁目1番地 日本電装株式会社内
 ⑫ 発明者 服部 豊 割谷市昭和町1丁目1番地 日本電装株式会社内
 ⑬ 出願人 日本電装株式会社 割谷市昭和町1丁目1番地
 ⑭ 代理人 弁理士 岡部 隆
 番查官 上野 信

KEYWORDS		担当者(長持)	
目的	種	成	
C13	SE1		
C15	CT2A		
CT2C	CT2B		

載されるように、サーミスタやダイオード等の温度センサによって温度検出し、その出力特性に従ってブリッジ回路の出力の温度補償を行うもののが知られている。

⑤ 特許請求の範囲

1 被測定対象の変化を検出して抵抗値が変化する複数個の検出素子をブリッジ状に接続すると共に第1、第2の出力端子を有するブリッジ型測定器と、

このブリッジ型測定器を定電流駆動する定電流源と、

前記測定器の第2の出力端子側にその一端が接続される第1の調整抵抗と、

前記測定器の第1の出力端子側の出力を第1入力とすると共に前記第1の調整抵抗の他端側の出力を第2入力とする演算増幅器と、

前記第1の調整抵抗の他端側に一端が接続され他端が基準電位側に接続される第2の調整抵抗と、

前記第1の調整抵抗の他端側に一端が接続され前記演算増幅器の出力に応じた電流を発生する電流発生回路と、

この電流発生回路の電流に応じた電圧を発生する出力回路とを備えたことを特徴とするブリッジ型測定器用出力補償回路。

発明の詳細な説明

本発明は、ホイーストン・ブリッジ型の測定器の出力を良好に温度補償できるブリッジ型測定器用出力補償回路に関するものである。

従来、この種の出力補償回路として、例えば半導体圧力センサの技術分野においては、特開昭52-40184号公報や特開昭52-42167号公報、等に記

5 しかしながら、この種のものはわざわざ温度センサを設ける必要があるため価格的にも作業性の点からも不利であり、また、その温度センサとブリッジ回路中の圧力センサとの間に温度差が発生しやすく、この温度センサによる出力補償には精度上限界が生ずるという問題がある。また、ブリッジ出力検出回路の出力特性、特に出力勾配を設定するにあたり、種々の調整抵抗を適宜調整することによって所望の特性に近似させるものが知られている（例えば特公昭53-703号公報など）。そ
 10 15 の際、複数の調整抵抗の調整が必要であるばかりか、その出力特性の調整に際してその他の特性、例えば出力の温度特性や零点などの調整と独立して行なえず、そのため、一方を調整すると共に他方も再調整が必要となるのが普通であり、高精度な設定が非常に難しかった。

本発明は、上記点に鑑みてなされたものであり、ブリッジ型測定器の検出出力を高精度に取出すことができ、検出出力の出力特性、特に出力勾配及び出力の温度特性をそれぞれ最小個数の調整
 20 25 抵抗によって調整できると共に、ブリッジ型測定器側の検出素子あるいはその他の特性に対して影響を与える独立的に設定できるようにしたブリッジ型測定器用出力補償回路を提供することを目的

とする。

そこで本発明では、被測定対象の変化を検出して抵抗値が変化する複数個の検出素子をプリッジ状に接続すると共に第1、第2の出力端子を有するプリッジ型測定器と、

このプリッジ型測定器を定電流駆動する定電流源と、

前記測定器の第2の出力端子側にその一端が接続される第1の調整抵抗と、

前記測定器の第1の出力端子側の出力を第1入力とすると共に前記第1の調整抵抗の他端側の出力を第2入力とする演算増幅器と、

前記第1の調整抵抗の他端側に一端が接続され他端が基準電位側に接続される第2の調整抵抗と、

前記第1の調整抵抗の他端側に一端が接続され前記演算増幅器の出力に応じた電流を発生する電流発生回路と、

この電流発生回路の電流に応じた電圧を発生する出力回路とを備えたことを特徴とする。

以下本発明を図に示す一実施例を用いて具体的に説明する。第1図は出力補償回路の全体構成を示すものである。1, 2, 3, 4はプリッジ型測定器を構成するための検出素子で、この実施例においては公知の半導体圧力センサを構成する拡散抵抗である。この圧力センサの構造は図示していないが、シリコン製ダイヤフラムの感圧領域に反対導電型の不純物を拡散して前記抵抗1～4が形成され、このダイヤフラムへの印加圧力に応じて各抵抗1～4に応力歪を与えると、ピエゾ抵抗効果によって自身の抵抗値が変化するものである。もちろん、プリッジ型測定器（以下これをセンサ単体と称す）としては、上述の圧力に限らず磁気、光、湿度等の各種の検出対象に対する測定器があり、例えば磁気センサを構成する場合には、前記拡散抵抗1～4の代わりに磁気抵抗素子を用いることによりプリッジ回路を組むことができ、この磁気センサ等にも同様に本発明を利用できる。また、受感素子である検出素子は4個に限らず2個等でプリッジ回路を構成してもよい。

また、100は定電流源をなす定電流回路で、抵抗5, 6, 8と演算増幅器7からなり、抵抗5, 6による設定電圧Vsと抵抗8の抵抗値とで決定される一定電流I₀を発生する。9, 10はブ

リッジ回路の不平衡電圧（以下オフセット電圧と称す）の補正用の抵抗、11はセンサ単体の測定感度の温度特性を補償するための抵抗である。

200は電圧・電流変換回路で、演算増幅器1

5 2, 14と抵抗13とトランジスタ15からなり、プリッジ回路の出力電圧に応じた電流に変換するものである。16（または）16-1は出力補償回路の出力電圧Voutの温度特性を補償するための抵抗である。また、300は出力增幅回路
10 で、抵抗17, 18, 19, 20と演算増幅器21からなり、設定電圧Vs及び抵抗17, 20の設定値と電圧・電流変換回路200の出力電流の値に応じた出力電圧Voutを発生するようにしてある。また、端子22, 24には一定の直流電圧
15 Vccが印加され、端子23, 24より受感圧力に比例した出力電圧Voutを発生する。

次に、上記構成による回路作動について説明する。まず、プリッジ回路の両辺の出力電圧をV₁, V₂とする。演算増幅器12はインピーダンス変換器を構成してあるためその出力はV₂に等しくまた演算増幅器14の（-）入力端子の電圧はイマジナルショートにより（+）入力端子の電圧V₁にはほぼ等しくなると仮定すると、抵抗13、抵抗16、及びトランジスタ15に流れる電流I₁, I₃、及びI₂がそれぞれ決定される。また、電源電圧Vcc及び設定電圧Vsと、抵抗17とにより、この抵抗17に流れる電流I₅が決定され、そこで両電流I₁, I₂の差より抵抗20に流れる電流I₄が決定され、結局電流I₄よりこの抵抗20の電圧降下分が決定されることから出力電圧Voutが決定されるわけである。従つて、電圧電流変換回路200の出力電流I₂に応じて出力電圧Voutが変化することになる。

上述したことを数式を用いて以下に説明する。
35 抵抗11, 13, 16, 17, 20の抵抗値を前より順番にR₁, R₂, R₃, R₄, R₅とすると、まず

$$I_1 + I_3 = I_2$$

$$I_1 = \frac{V_1 - V_2}{R_2}, \quad I_3 = \frac{V_1}{R_3}$$

従つて、

$$I_2 = \frac{V_1 - V_2}{R_2} + \frac{V_1}{R_3} \quad \dots\dots(1)$$

また、

$$I_2 + I_4 = I_5$$

$$I_s = \frac{V_{cc} - V_s}{R_4} \quad \dots\dots(2)$$

(1)、(2)式より

$$V_{out} = V_s - I_s \cdot R_3 = V_s - (I_3 - I_s) \cdot R_3$$

$$= V_s - \frac{R_1}{R_4} (V_{cc} - V_s) + \frac{R_1}{R_3} (V_1 - V_s) + \frac{R_3}{R_1} \cdot V_1 \quad 5$$

.....(3)

また、抵抗 1 6 による通電経路が開放状態の場合（無い場合）には、 $R_3 = \infty$ 、 $I_3 = 0$ として、

$$V_{out} = V_s - \frac{R_1}{R_4} (V_{cc} - V_s) + \frac{R_1}{R_3} (V_1 - V_s) \quad 10 \dots\dots(4)$$

となる。

そこで、上記(3)、(4)式より、各抵抗値 $R_1 \sim R_6$ 及び電圧 V_s 、 V_{cc} は固定した一定値であるため、出力電圧 V_{out} としてはプリッジ回路即ちセンサ単体の出力電圧 ($V_{sens} = V_1 - V_s$)に応じた電圧が得られることがわかる。

次に、上述した出力補償回路の出力電圧特性を所望の特性に設定するための調整方法の一例について第2図を用いて段階的に説明する。 20

- (1) まず、抵抗 1 ～ 4 を含むセンサ単体と後段の出力補償回路を一体にして所定の圧力ふん囲気中（例えば $P = 0 \text{ mmHg}$ ）にセットする。
- (2) 抵抗 8 の抵抗値を調整してプリッジ測定器の駆動電圧を調整する。 25
- (3) 抵抗 9、10 の抵抗値を調整してセンサ単体のオフセット電圧を調整する。
- (4) センサ単体の出力電圧 V_{sens} は受感圧力及び温度の関数であるが、このセンサ単体と並列に抵抗 11 を接続してこれらを定電流駆動することにより、温度変化に対しセンサ出力 V_{sens} を自己感度補償させ、特に抵抗 11 の抵抗値(R_1)を調整して、センサ単体に流れる電流 I_s に温度特性を持たせ、この温度特性がセンサ単体の合成抵抗の温度特性を相殺するように調整すれば、温度変化に対する自己感度からのずれ即ちセンサ単体の温度ドリフトを抑えることができる。 35

- (5) 上記(3)、(4)式より出力電圧 V_{out} は係数 R_6 / R_4 の関数であり、例えば最初第2図中特性イ 40 であったとすると、抵抗 1 3 の抵抗値 R_3 を調整して圧力 P に対する出力電圧 V_{out} の傾き（出力利得）を予定の傾き、即ち第2図中特性ロに調整する。その際、実用的には第2図の如

く任意の圧力 P_1 を与えた場合の出力電圧 V_{out} を予定値まで下げる操作を行う。また、抵抗 1 6 を含む通電回路を開放状態にして抵抗値 R_2 を調整する方が出力電圧 V_{out} の決定要素が少なくなつてやり易い。

- (6) 次に、出力電圧 V_{out} の温度特性を補償するために、出力電圧の変動 ΔV_{out} とセンサ単体の一電圧 V_1 の温度による変動 ΔV_1 との間に $\Delta V_{out} / R_6 + \Delta V_1 / R_3 = 0$ の関係を与えるように、抵抗 1 6 の抵抗値 R_3 を調整する。

ここで、従来では温度特性補償用の基本となる温度検出素子として、ダイオードや半導体パルク抵抗等を特別に設けていたが、これに対し本発明ではセンサ単体の温度特性（温度ドリフト）を積極的に利用するものであり、この実施例ではセンサ単体中の抵抗 1, 3 より得られる電圧 V_1 の電圧変動を利用している。

即ち、任意の圧力 P_1 において正の温度変化、例えば 25°C から 80°C に変化させた際、出力電圧 V_{out} が ΔV_{out} だけ増加傾向にあるときつまり電流 I_s が減少傾向にあるときには、電圧電流変換回路 200 の出力電流 I_2 を減少させるようすれば、抵抗 1 7 を流れる電流 I_1 が一定のため電流 I_4 の減少を抑止（補償）できる。そこで、センサ単体の各抵抗 1 ～ 4 が正の温度特性を持つ場合には、抵抗 9, 10 がほとんど温度変化しないと仮定すると、電圧 V_1 は温度の上昇と共に低下する。その際、演算増幅器 14 の（-）入力端子にもイマジナルショートにより電圧 V_1 が発生するため、抵抗 1 6 を流れる電流 I_3 は減少し結局電流 I_2 を減少させることになる。そこで、抵抗 1 6 の抵抗値 R_3 を調整して $\Delta V_{out} / R_6 + \Delta V_1 / R_3 = 0$ となるように設定すれば、出力電圧 V_{out} の温度特性を確実に補償できる。

一方、出力電圧 V_{out} が ΔV_{out} だけ減少傾向にあるとき、つまり電流 I_s が増加傾向にあるときには、出力電流 I_2 を増加させるようすれば電流 I_4 の増加を抑止（補償）できる。

つまり、センサ単体の各抵抗 1 ～ 4 が正の温度特性の持つ場合には電圧 V_1 は温度上昇と共に低下するが、各抵抗 3, 9 の合成抵抗値は大きくなるためこの抵抗 3 の電圧降下 ($V_1 - V_s$) は増大する。そこで、抵抗 1 6 の代わりに

破線で示した抵抗 16-1 をブリッジ回路側に接続することにより、抵抗 16-1 を流れる電流 I_6 は増加し、結局電流 I_1 を増加させることになる。それゆえ、この抵抗 16-1 の抵抗値 R_3 を調整して $\Delta V_{out}/R_3 + \Delta V_1/R_3 = 0$ となるように設定すれば出力電圧 V_{out} の温度特性を良好に補償できる。

なお、上述の説明ではセンサ単体の各抵抗 1 ~ 4 が正の温度特性を持つ場合について行つたが、各抵抗 1 ~ 4 が負の温度特性を持つ場合には、上述の場合と逆に、出力電圧 V_{out} が正の温度特性を持つ場合には抵抗 16 の代わりに破線で示した抵抗 16-1 を使用し、一方出力電圧 V_{out} が負の温度特性を持つ場合には抵抗 16 を使用するようにすればよい。

また、上記調整操作により演算増巾器 12, 14 自体の温度ドリフトも同時に補償してしまうことになる。

(7) これまでの調整によって、第 2 図中特性口に示す出力電圧特性が温度補償された。次に、特性口を零点調整して所望の特性 α を得るには、上記(3)、(4)式から明らかのように抵抗 17 の抵抗値 R_4 を調整すればよく、その際、抵抗値 R_4 を変えても他の項には全く影響を与えることなく独立に調整できる。実用的には任意の圧力 P_1 をえた状態において出力電圧 V_{out} が該当値になるまで抵抗 17 の抵抗値 R_4 を増大させればよい。以上に説明した如く、センサ単体のオフセット電圧は抵抗 9, 10 で調整でき、またセンサ単体の温度変化による自己感度からのずれは抵抗 11 で調整でき、また圧力 P に対する出力電圧 V_{out} の傾きは抵抗 13 で調整でき、また出力電圧 V_{out} の温度特性は抵抗 16 (または抵抗 16-1) で調整でき、さらに出力電圧 V_{out} の零点は抵抗 17 で調整でき、それゆえ各調整項目は複数個の抵抗によって全く独立して調整できる。従つて、順次法を用いて各調整項目を順番に独立的に調整して行くだけで高精度の出力補償が得られるようになり、この測定器を工業製品化した場合は從来に比べて一層調整作業が単純化されて簡単になり、大量生産する上で非常に有利である。

なお、上述の説明ではセンサ単体の抵抗 1 ~ 4 以外の抵抗の温度特性を無視しているが、実際に材料選定によって異なるものの 50 ~ 60PPm /

°C 程度の抵抗値の温度変化がある。しかしながら本実施例では上記抵抗 1 ~ 4 は 5000 ~ 6000PPm / °C の抵抗値の温度変化分がありそのため上記した抵抗の温度変化分は実用上十分無視できる。

また、上述した出力補償回路の全部または一部が厚膜回路または薄膜回路化された場合には、各抵抗の抵抗値の調整は印刷や蒸着による抵抗体のトリミング操作により簡単に行うことができる。

10 以上述べたように本発明では、定電流駆動されるブリッジ型測定器の第 1、第 2 の出力端子側にそれぞれ生ずる出力電位を演算増巾器に与えることによつて、測定器の第 1、第 2 の出力端子間に生ずる電位差 (即ち、測定器出力) に応じた高精度な電流を電流発生回路より発生させることができ、従つて出力回路よりこの電流に応じた出力電圧、即ち測定器出力に対応する高精度な検出出力を得られる。

本発明では特に、演算増巾器を用いて、第 1 の調整抵抗の他端側に測定器の第 1 の出力端子側の電位を設定すると共に測定器出力を電流に変換する構成のため、上記検出出力の出力特性 (特に出力勾配) を第 1 の調整抵抗により調整するに際し、他の特性、例えば出力温度特性に対して影響を与えることなく独立的に設定でき、また上記検出出力の温度特性を第 2 の調整抵抗により調整するに際しても、同様に独立的に設定できる。しかも、その際測定器中の検出素子自身を温度センサとして利用して、その検出素子の電圧降下に応じた電圧 (即ち、この場合測定器の第 1 の出力端子側の電位) を第 2 の調整抵抗に与えているから、出力特性の温度補償用にわざわざ温度センサを設ける必要がなくなる他に、測定器側の出力状態とは独立的に適確な温度補償を実現でき、出力特性を一層安定化できるようになる。

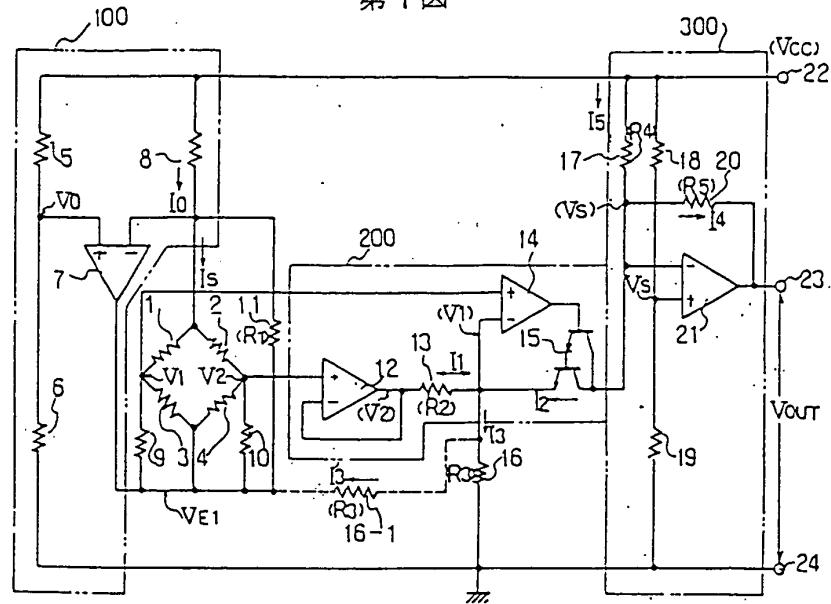
図面の簡単な説明

第 1 図は本発明の一実施例を示す電気回路図、第 2 図は本発明の一実施例を説明するための特性図である。

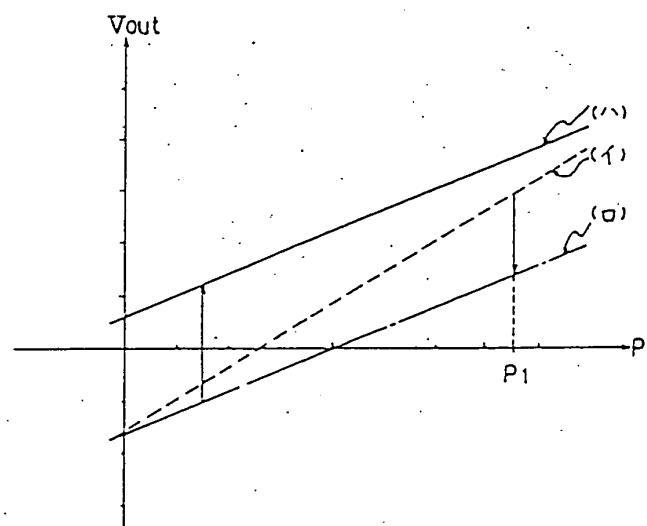
40 1, 2, 3, 4 ……ブリッジ型測定器を構成するための検出素子をなす拡散抵抗、16 または 16-1 ……温度補償回路の要部をなす抵抗、100 ……定電流源をなす定電流回路、200 ……電圧・電流変換回路、300 ……出力回路をなす出

力増巾回路。

第1図



第2図



THIS PAGE BLANK